


11.08.00

## 日 本 国 特 許 庁

PATENT OFFICE  
JAPANESE GOVERNMENTEKO 

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて  
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed  
with this Office.

出 願 年 月 日  
Date of Application:

1999年 8月13日

REC'D 13 OCT 2000

出 願 番 号  
Application Number:

平成11年特許願第229060号

WIPO

PCT

出 願 人  
Applicant(s):

日本電気株式会社

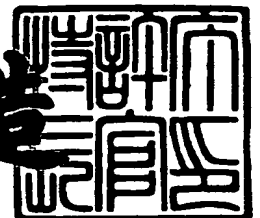
PRIORITY  
DOCUMENT

SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

2000年 9月29日

特許庁長官  
Commissioner,  
Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2000-3073451

【書類名】 特許願  
 【整理番号】 53310299  
 【あて先】 特許庁長官殿

---

【国際特許分類】 H04B 7/26

---

【発明者】

【住所又は居所】 東京都港区芝五丁目 7 番 1 号 日  
 本電気株式会社内

【氏名】 大神 正史

【特許出願人】

【識別番号】 000004237

【氏名又は名称】 日本電気株式会社

---

【代理人】

【識別番号】 100082935

【弁理士】

【氏名又は名称】 京本 直樹

【電話番号】 03-3454-1111

【選任した代理人】

【識別番号】 100082924

【弁理士】

【氏名又は名称】 福田 修一

【電話番号】 03-3454-1111

【選任した代理人】

【識別番号】 100085268

---

【弁理士】

【氏名又は名称】 河合 信明

【電話番号】 03-3454-1111

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 008279

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

---

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9115699

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 受信レベル測定方式

【特許請求の範囲】

---

【請求項 1】 符号分割多重方式（CDMA）移動通信システムの基地局が移動局からの信号の受信レベルを測定する受信レベル測定方式であって、受信信号の復調データ系列の信号振幅を直線または曲線で近似し、この近似された直線または曲線に基づき受信レベルを測定する手段を備えることを特徴とする受信レベル測定方式。

【請求項 2】 符号分割多重方式（CDMA）移動通信システムの基地局が移動局からの信号の受信レベルを測定する受信レベル測定方式であって、受信信号の I、Q チャンネルの復調データ系列の信号振幅をドップラー周波数推定値に応じた時間幅で直線として近似する近似直線推定手段と、前記近似直線の傾きに基づき位相回転量を推定する位相回転量推定手段と、前記位相回転量に基づき前記ドップラー周波数推定値を推定するドップラー周波数推定手段と、前記近似直線に基づき受信信号電力を推定する受信信号電力推定手段とを有することを特徴とする受信レベル測定方式。

【請求項 3】 前記近似直線推定手段における近似直線の推定処理に要する時間だけ前記復調データ系列を遅延させるデータ遅延手段と、前記近似直線と前記データ遅延手段により遅延された復調データ系列との差分を雑音成分と見做して雑音電力を推定する雑音電力推定手段とを有することを特徴とする請求項 2 記載の受信レベル測定方式。

【請求項 4】 前記受信信号電力推定手段により推定された受信信号電力推定値から前記雑音電力推定手段により推定された雑音電力推定値を減算し平均化処理を行って受信レベル測定値として出力する手段を有することを特徴とする請求項 3 記載の受信レベル測定方式。

【請求項 5】 符号分割多重方式（CDMA）移動通信システムの基地局が移動局からの信号の受信レベルを測定する受信レベル測定方式であって、受信信号の I、Q チャンネルの復調データ系列の信号振幅を曲線で近似する近似曲線推定手段と、前記近似曲線の微分係数に基づき位相回転量を推定する位相回転量推

定手段と、前記位相回転量に基づき前記ドップラー周波数推定値を推定するドップラー周波数推定手段と、前記近似曲線に基づき受信信号電力を推定する受信信号電力推定手段と、前記近似曲線推定手段における近似曲線の推定処理に要する時間だけ前記復調データ系列を遅延させるデータ遅延手段と、前記近似曲線と前記データ遅延手段により遅延された復調データ系列との差分を雑音成分と見做して雑音電力を推定する雑音電力推定手段と、前記受信信号電力推定手段により推定された受信信号電力推定値から前記雑音電力推定手段により推定された雑音電力推定値を減算し平均化処理を行って受信レベル測定値として出力する手段とを有することを特徴とする受信レベル測定方式。

【請求項 6】 前記近似曲線推定手段は、前記ドップラー周波数推定値に応じて設定される次数の多項式により示される曲線で前記復調データ系列の信号振幅を近似することを特徴とする請求項 5 記載の受信レベル測定方式。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は受信レベル測定方式に関し、特に符号分割多重方式（CDMA）移動通信システムの基地局が移動局からの信号の受信レベルを測定する受信レベル測定方式に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

符号分割多重方式（CDMA）の移動通信システムでは、各移動局は同じ周波数帯域を共用し、予め割り当てられた固有の拡散符号により I、Q チャンネルのベースバンド信号をそれぞれスペクトル拡散している。基地局では、各移動局に予め割り当てられた固有の拡散符号により逆拡散して I、Q チャンネルのベースバンド信号をそれぞれ取り出している。このような符号分割多重方式の場合、各移動局の通話品質を同一にするためには、基地局において受信する各移動局からの信号の受信レベルが同一であることが必要である。このため、基地局では受信レベルを測定して各移動局へ通報し、各移動局では基地局からの通知に応じて送信電力を制御している。

【0 0 0 3】

図 5 は従来例を示すブロック図である。

【0 0 0 4】

アンテナにより受信された受信信号を復調して復調データ系列を出力する受信復調部 1 0 1 と、復調データ系列に対して信号レベルの平均値を求めるレベル測定部 1 0 2 とから構成されている。

【0 0 0 5】

ここで、受信復調部 1 0 1 は、アンテナにより受信された各移動局からの受信信号から搬送波成分を除去して拡散帯域の信号成分を取り出し、各移動局に予め割り当てられた拡散符号により逆拡散して各移動局からの I, Q チャンネルの復調データ系列を出力する。

【0 0 0 6】

レベル測定部 1 0 2 は、復調データ系列（あるいは復調データ系列に含まれる既知信号）に対して、1 タイムスロットの全サンプル点について信号レベルの平均値を求め、この平均値を受信レベル測定値として出力する。

【0 0 0 7】

【発明が解決しようとする課題】

一般に、移動局が移動することによって受信レベルは変動（フェージング）する。この場合、受信レベルはドップラー効果によって移動速度に応じて変動し、この変動周波数（これをドップラー周波数と称する）は、移動局の移動速度が速くなれば高くなる。

【0 0 0 8】

しかし、上述した従来例では、ドップラー周波数に関係なく、常に 1 タイムスロットの全サンプル点でレベルを測定してその平均値を受信レベルとしているので、ドップラー周波数が高くなって位相変動が大きくなった場合には、受信レベルの測定値が実際よりも小さくなり、測定誤差が生じるという問題点を有している。

【0 0 0 9】

本発明の目的は、ドップラー周波数が高くなり位相変動が大きくなった場合で

も、高精度の受信レベル測定ができる受信レベル測定方式を提供することにある。

### 【0010】

#### 【課題を解決するための手段】

本発明の受信レベル測定方式は、符号分割多重方式（CDMA）移動通信システムの基地局が移動局からの信号の受信レベルを測定する受信レベル測定方式であって、受信信号の復調データ系列の信号振幅を直線または曲線で近似し、この近似された直線または曲線に基づき受信レベルを測定する手段を備える。

### 【0011】

具体的には、受信信号の I，Q チャンネルの復調データ系列の信号振幅をドップラー周波数推定値に応じた時間幅で直線として近似する近似直線推定手段と、前記近似直線の傾きに基づき位相回転量を推定する位相回転量推定手段と、前記位相回転量に基づき前記ドップラー周波数推定値を推定するドップラー周波数推定手段と、前記近似直線に基づき受信電力を推定する受信信号電力推定手段とを有する。また、前記近似直線推定手段における近似直線の推定処理に要する時間だけ前記復調データ系列を遅延させるデータ遅延手段と、前記近似直線と前記データ遅延手段により遅延された復調データ系列との信号レベル差分を雑音成分と見做して雑音電力を推定する雑音電力推定手段とを有し、前記受信信号電力推定手段により推定された受信信号電力推定値から前記雑音電力推定手段により推定された雑音電力推定値を減算し平均化処理を行って受信レベル測定値として出力する手段とを有する。

### 【0012】

更に、本発明の受信レベル測定方式は、受信信号の I，Q チャンネルの復調データ系列の信号レベルを曲線で近似する近似曲線推定手段と、前記近似曲線の微分係数に基づき位相回転量を推定する位相回転量推定手段と、前記位相回転量に基づき前記ドップラー周波数推定値を推定するドップラー周波数推定手段と、前記近似曲線に基づき受信電力を推定する手段と、前記近似曲線推定手段における近似曲線の推定処理に要する時間だけ前記復調データ系列を遅延させるデータ遅延手段と、前記近似曲線と前記データ遅延手段により遅延された復調データ系列

との差分を雑音成分と見做して雑音電力を推定する雑音電力推定手段と、前記受信信号電力推定手段により推定された受信信号電力推定値から前記雑音電力推定手段により推定された雑音電力推定値を減算し平均化処理を行って受信レベル測定値として出力する手段とを有し、前記近似曲線推定手段は、前記ドップラー周波数推定値に応じた次数の多項式により示される曲線で前記復調データ系列の信号振幅を近似するように構成する。

【0013】

【発明の実施の形態】

次に本発明について図面を参照して説明する。

【0014】

図1は本発明の一実施形態を示すブロック図である。受信信号を復調してI、Qチャンネルの復調データ系列を出力する受信復調手段1と、これら復調データ系列の信号振幅をドップラー周波数推定値に応じた時間幅で直線として近似する近似直線推定手段2と、この近似直線に基づき位相回転量を推定する位相回転量推定手段3と、推定された位相回転量に基づきドップラー周波数を推定するドップラー周波数推定手段4と、近似直線推定手段2における近似直線の推定処理に要する時間だけ復調データ系列を遅延させるデータ遅延手段5と、近似直線推定手段2により推定された近似直線に基づき受信信号電力を推定する受信信号電力推定手段6と、データ遅延手段5により遅延された復調データ系列と近似直線との信号振幅差を雑音成分と見做して雑音電力を推定する雑音電力推定手段7と、受信信号電力推定手段6および雑音電力推定手段7によりそれぞれ推定された電力値に基づき1タイムスロット毎の受信レベル測定値を求める平均化処理手段8とを備えている。

【0015】

受信復調手段1は、アンテナにより受信された各移動局からの受信信号から搬送波成分を除去して拡散帯域の信号成分を取り出し、各移動局に予め割り当てられた拡散符号により逆拡散して各移動局からのI、Qチャンネルの復調データ系列を出力する。

【0016】



近似直線推定手段 2 は、I、Q チャンネルの復調データ系列の信号振幅がフェーディングによって変動する状態を近似直線として推定する。この場合、ドップラー周波数推定値に応じて設定される時間幅で、公知の最小自乗法により近似直線を推定する。

## 【0017】

図 3 は、復調データ系列の信号振幅とその近似直線との関係を示す図である。なお、I チャンネルおよび Q チャンネルの復調データ系列に対する処理は同じであるので、ここでは、一方のチャンネル（例えば I チャンネル）について示している。

## 【0018】

図 3 (a) は、フェーディングがない状態あるいはフェーディングが緩やかな状態を示している。この状態においては、周波数オフセットが AFC（自動周波数補正）により完全に除去されているものとすれば、位相変動はほとんど無視できることから、1 タイムスロットの全サンプル点から近似直線を推定することが可能である。

## 【0019】

図 3 (b) は、フェーディングが急激な状態を示している。ここで、 $t_0$  はドップラー周波数推定値によって決定される近似直線推定の時間である。この近似直線推定時間  $t_0$  は、1 タイムスロット長およびフェーディング変動周期よりも短く、且つ、フェーディングによる信号振幅変動率および位相変動率が一定と見なせる時間である。よって、 $t_0$  毎に近似直線の推定を行えば精度よく近似直線を推定することができる。

## 【0020】

位相回転量推定手段 3 は、近似直線推定手段 2 によって時間幅  $t_0$  毎に推定される I、Q チャンネルの信号振幅の近似直線の傾きに基つき、位相回転量を算出する。

## 【0021】

いま、I チャンネルの復調データ系列に対する近似直線の始点と終点との信号振幅差を  $m$  とし、Q チャンネルの復調データ系列に対する近似直線の始点と終

点との信号振幅差を  $n$  とすれば、時間幅  $t_0$  における位相回転量  $\theta$  は、

$$\theta = \arctan(n/m) \quad \text{と近似できる。}$$

【0022】

ドップラー周波数推定手段 4 は、ドップラー周波数算定部 4 1 と、メモリ 4 2 とを有している。

【0023】

ドップラー周波数算定部 4 1 は、位相回転量推定手段 3 により推定された位相回転量  $\theta$  の単位時間当たりの回転量を算定してドップラー周波数推定値とし、メモリ 4 2 に保持されている前回のドップラー周波数推定値との平均値を今回のドップラー周波数推定値とする。そして、メモリ 4 2 に保持されている前回のドップラー周波数推定値を今回のドップラー周波数推定値で更新する。なお、前回のドップラー周波数推定値と現在の推定値とを平均化することにより、熱雑音や近似直線の推定誤差による推定値の変動を軽減できる。

【0024】

データ遅延手段 5 は、近似直線推定手段 2 における近似直線推定処理に要する時間だけ復調データ系列を遅延させる。つまり、近似直線推定手段 2 の近似直線出力に同期した復調データ系列を雑音電力推定手段 7 へ出力する。

【0025】

受信信号電力推定手段 6 は、近似直線推定手段 2 により推定された近似直線およびドップラー周波数推定手段 4 により推定されたドップラー周波数推定値に基づき受信レベルを推定する。この場合、ドップラー周波数推定値が低い値（レベル変動の少ない静状態）のときは、タイムスロット内の信号振幅の平均値を求めて受信信号電力を推定し、また、ドップラー周波数推定値が高い値（レベル変動が大きい動状態）のときは、近似直線推定時間  $t_0$  毎に推定される近似直線を現在の信号振幅と見做し、時間  $t_0$  内のサンプル点について平均値を求めて受信信号電力を推定する。

【0026】

ところで、近似直線推定手段 2 により推定された近似直線は、雑音成分を含む状態で推定されたものであるから、近似直線に基づき推定された受信レベル値に

は雑音電力が含まれている。従って、雑音電力を推定するために、雑音電力推定手段 7 を設けている。

#### 【0027】

雑音電力推定部手段 7 は、近似直線推定手段 2 により推定された近似直線とデータ遅延手段 5 により遅延された復調データ系列との差分を雑音成分と見做し、受信信号電力推定手段 6 と同様に、ドップラー周波数推定値に基づき雑音電力を推定する。

#### 【0028】

平均化处理手段 8 は、受信信号電力推定部 6 1 により推定された受信信号電力値から雑音電力推定手段 7 により推定された雑音電力値を減算し、更に、1 タイムスロット分の電力値に平均化处理を行い、高精度な受信レベル測定値として出力する。

#### 【0029】

このように、フェージングに応じて変化するドップラー周波数推定値に基づき設定される時間幅で、復調データ系列の信号レベルを直線近似し、この近似直線に基づき受信信号電力および雑音電力を推定して受信レベルを測定することにより、ドップラー周波数が高くなり位相変動が大きくなった場合でも、高精度の測定値を得ることができる。

#### 【0030】

図 2 は、本発明の他の実施形態を示すブロック図である。

#### 【0031】

ここで、受信復調手段 1、ドップラー周波数推定手段 4 およびデータ遅延手段 5 は、図 1 に示した構成要素と同じものであるので、同一符号を付している。

#### 【0032】

また、図 1 に示した実施形態との相違点は、復調データ系列の信号振幅を直線ではなく曲線で近似する点、近似曲線の推定に際してドップラー周波数推定値に依存した時間幅を設定することなく 1 タイムスロットの全シンボル値から近似曲線を推定する点、および、近似曲線の微分値に基づき位相回転量を算出する点である。

## 【0033】

図2を参照すると、受信信号を復調してI、Qチャンネルの復調データ系列を出力する受信復調手段1と、これら復調データ系列の信号レベルを曲線近似する近似曲線推定手段9と、近似曲線の微分係数に基づき位相回転量を算定する位相回転量推定手段10と、推定された位相回転量に基づきドップラー周波数を推定するドップラー周波数推定手段4と、近似曲線推定手段9における近似曲線の推定処理に要する時間だけ復調データ系列を遅延させるデータ遅延手段5と、近似曲線推定手段10により推定された近似曲線に基づき受信信号電力を推定する受信信号電力推定手段11と、データ遅延手段5により遅延された復調データ系列と近似曲線との信号振幅差を雑音成分と見做して雑音電力を推定する雑音電力推定手段12と、受信信号電力推定手段11および雑音電力推定手段12によりそれぞれ推定された電力値に基づき1タイムスロット毎の受信レベル測定値を求める平均化処理手段13とを備えている。

## 【0034】

近似曲線推定手段9は、近似曲線を示す多項式の次数Nをドップラー周波数推定値に応じて設定する多項式次数設定部91と、受信復調手段1から出力されるI、Qチャンネル復調データ系列の信号振幅を近似するN次多項式を推定する多項式推定部92とを有している。

## 【0035】

図4は、復調データ系列の信号振幅とその近似曲線との関係を示したものである。

## 【0036】

復調データ系列の信号振幅を近似するN次多項式の次数Nは、多項式次数設定部91においてドップラー周波数推定値に応じて設定される。フェージングがない状態あるいはフェージングが緩やかな状態（静状態）のときは $N=1$ 、フェージングが急激な状態（動状態）のときには、ドップラー周波数推定値の大きさに応じた高い次数（ $N \geq 2$ ）が設定される。

## 【0037】

位相回転量推定手段10は、推定された近似曲線（N次多項式）の微分係数の

最大値により位相回転量を算出する。この場合、時刻  $t$  における I チャンネルの近似曲線の微分係数の最大値を  $m$ 、Q チャンネルの近似曲線の微分係数の最大値を  $n$  とすれば、位相回転量  $\theta$  は、

---


$$\theta(t) = \arctan(n/m) \quad \text{と近似できる。}$$


---

#### 【0038】

ドップラー周波数推定手段 4 のドップラー周波数算定部 41 は、位相回転量推定手段 10 が求めた位相回転量に基づき現在のドップラー周波数を算定すると共に、メモリ 42 に保持されている前回のドップラー周波数推定値との平均値を今回のドップラー周波数推定値とする。

#### 【0039】

データ遅延手段 5 は、近似曲線推定手段 9 の近似曲線出力に同期した復調データ系列を雑音電力推定手段 12 へ出力する。

#### 【0040】

受信信号電力推定手段 11 は、近似曲線推定手段 9 によって推定された近似曲線 ( $N$  次多項式) を現在の信号振幅と見做し、タイムスロットの全サンプル点について平均値を求めて受信信号電力を推定する。

#### 【0041】

雑音電力推定手段 12 は、近似曲線推定手段 9 により推定された近似曲線とデータ遅延手段 5 により遅延された復調データ系列との差分を雑音成分と見做し、受信信号電力推定手段 11 と同様に、タイムスロットの全サンプル点について平均値を求めて雑音電力を推定する。

#### 【0042】

平均化処理手段 13 は、受信信号電力推定手段 11 により推定された受信信号電力値から雑音電力推定手段 12 により推定された雑音電力値を減算し、1 タイムスロット毎の受信レベル測定値を出力する。

#### 【0043】

このように、復調データ系列の信号振幅を、ドップラー周波数推定値に応じて設定される次数の多項式により曲線近似し、この近似曲線に基づき受信信号電力および雑音電力を推定して受信レベルを測定することにより、ドップラー周波数

が高くなり位相変動が大きくなった場合でも、高精度の受信レベル測定が可能となる。

【 0 0 4 4 】

---

【発明の効果】

以上説明したように本発明によれば、フェージングに応じて変化するドップラー周波数推定値に基づき設定される時間幅で、復調データ系列の信号振幅を直線近似し、この近似直線に基づき受信レベルを測定することにより、ドップラー周波数が高くなり位相変動が大きくなった場合でも、高精度の受信レベル測定ができる。また、ドップラー周波数推定値に応じて設定される次数の多項式により、復調データ系列の信号レベルを曲線近似し、この近似曲線に基づき受信レベルを測定することにより、ドップラー周波数が高くなり位相変動が大きな場合でも、高精度の受信レベル測定が可能となる。

---

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の一実施形態を示すブロック図である。

【図 2】

本発明の他の実施形態を示すブロック図である。

【図 3】

復調データ系列の信号振幅とその近似直線との関係を示す図である。

【図 4】

復調データ系列の信号振幅とその近似曲線との関係を示す図である。

【図 5】

従来例を示すブロック図である。

---

【符号の説明】

- 1 受信復調手段
- 2 近似直線推定手段
- 3, 1 0 位相回転量推定手段
- 4 ドップラー周波数推定手段
- 5 データ遅延手段

6, 1 1 受信信号電力推定手段

7, 1 2 雑音電力推定手段

8, 1 3 平均化处理手段

---

9 近似曲線推定手段

---

4 1 ドップラー周波数算定部

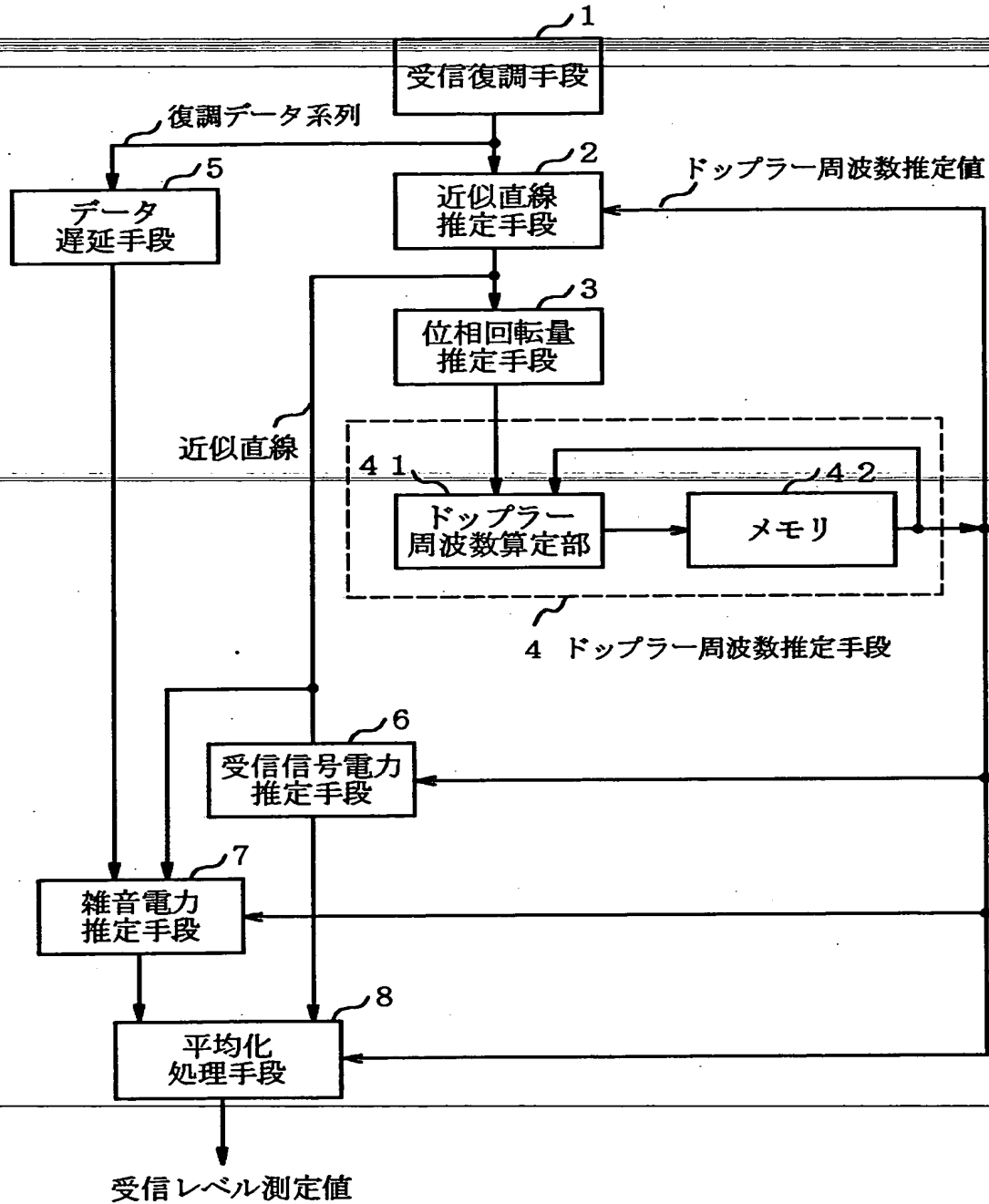
4 2 メモリ

9 1 多項式次数設定部

9 2 多項式推定部

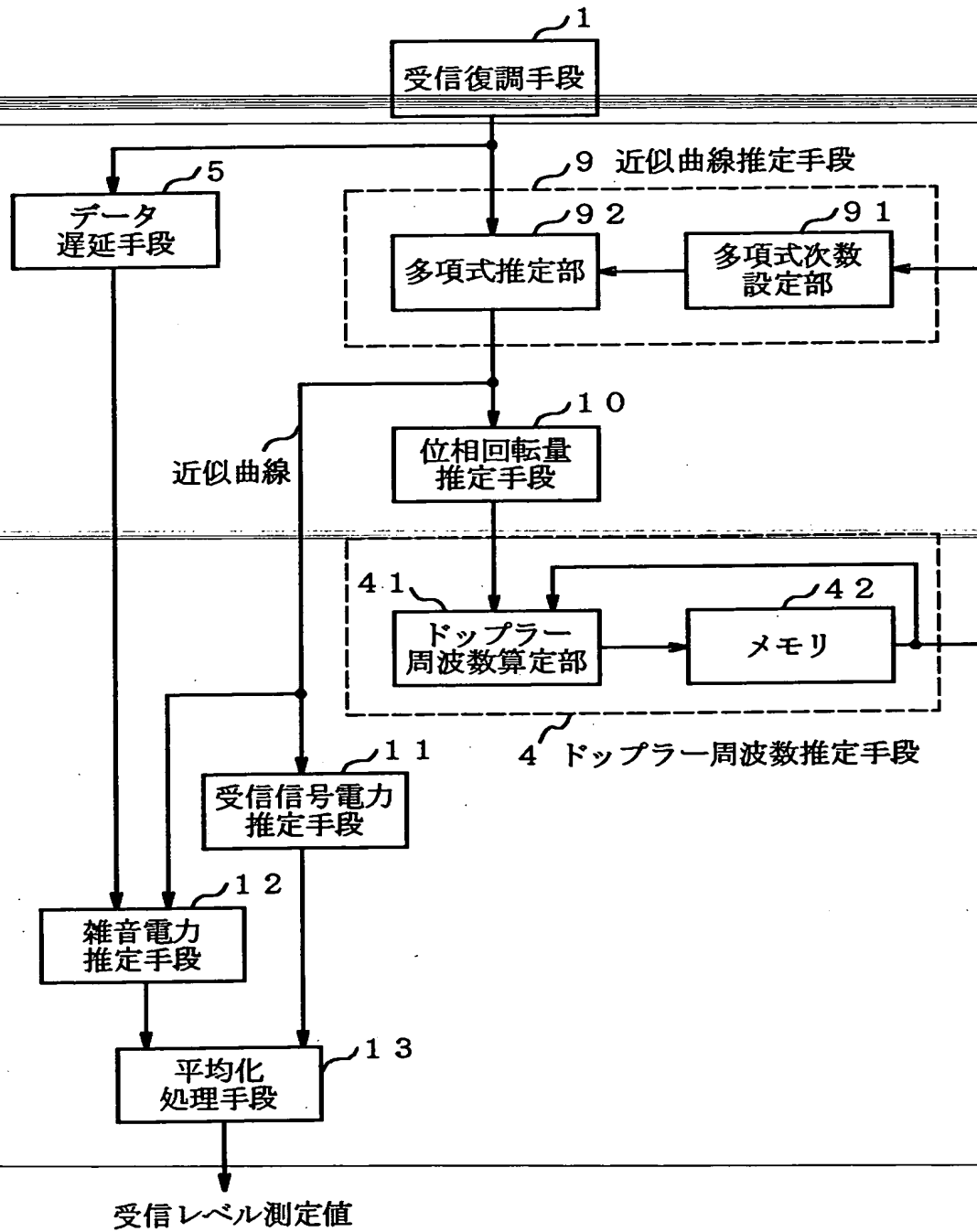
【書類名】 図面

【図 1】



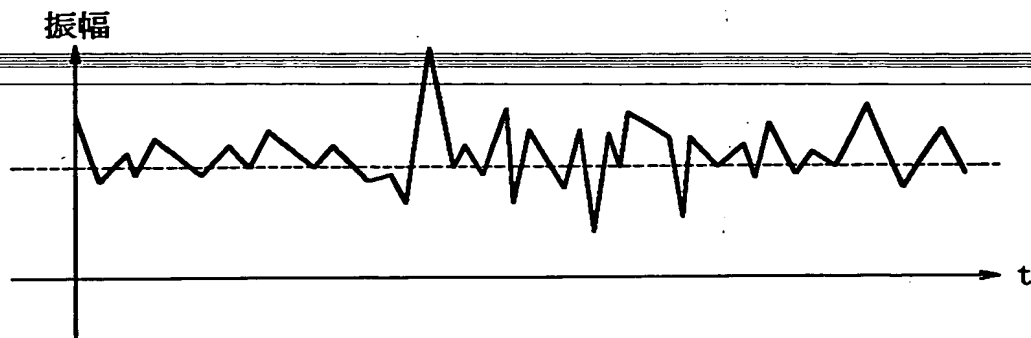


【図 2】

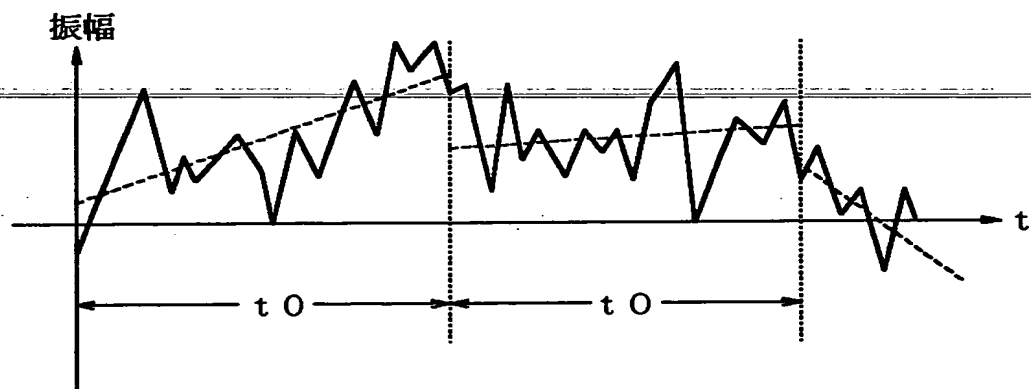


【図3】

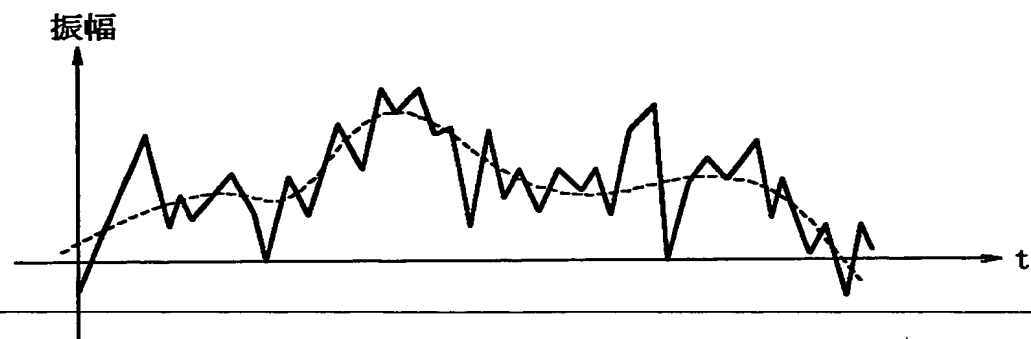
(a)



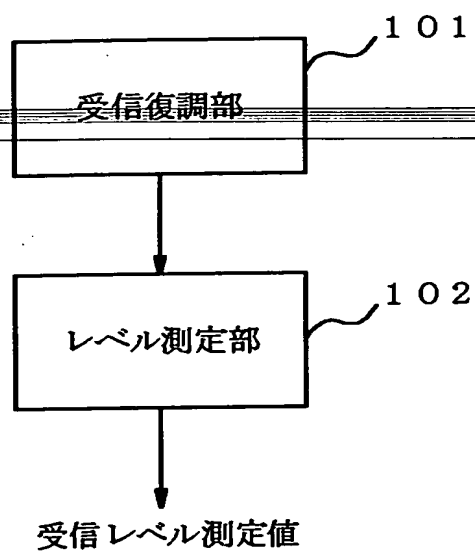
(b)



【図4】



【図 5】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 ドップラー周波数が高くなり位相変動が大きくなった場合でも、高精度の受信レベル測定ができるようにする。

【解決手段】 近似直線推定手段 2 は、ドップラー周波数推定値に応じた時間幅で、復調データ系列の信号振幅を直線として近似する。位相回転量推定手段 3 は、近似直線に基づき位相回転量を推定する。ドップラー周波数推定手段 4 は、位相回転量に基づきドップラー周波数を推定する。データ遅延手段 5 は、近似直線の推定処理に要する時間だけ復調データ系列を遅延させる。受信信号電力推定手段 6 は、近似直線に基づき受信信号電力を推定する。雑音電力推定手段 7 は、復調データ系列と近似直線との信号振幅差を雑音成分と見做して雑音電力を推定する。平均化処理手段 8 は、受信信号電力推定手段 6 および雑音電力推定手段 7 の推定電力値に基づき 1 タイムスロット毎の受信レベル測定値を出力する。

【選択図】 図 1

認定・付加情報

特許出願の番号	平成11年 特許願 第229060号
受付番号	59900785618
書類名	特許願
担当官	第七担当上席 0096
作成日	平成11年 8月18日

<認定情報・付加情報>

【提出日】 平成11年 8月13日

出 願 人 履 歴 情 報

---

識別番号

[000004237]

1. 変更年月日	1990年 8月29日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都港区芝五丁目7番1号
氏 名	日本電気株式会社

---